

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number : 10-084237  
(43) Date of publication of application : 31.03.1998

(51) Int. Cl. . . . .  
H03G 3/20  
H03G 3/30  
H04Q 7/38  
H04J 13/00

(21) Application number : 09-144343 (71) Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD  
(22) Date of filing : 02.06.1997 (72) Inventor : NAKANO TAKAYUKI

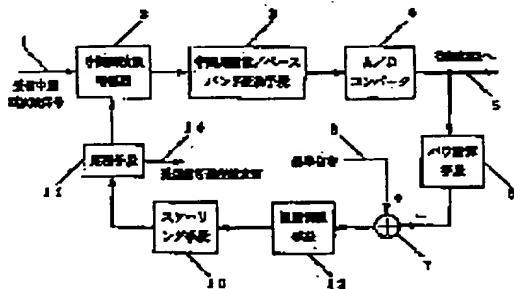
(30)Priority  
Priority number : 96 657090 Priority date : 03.06.1996 Priority country : US

(54) METHOD AND SYSTEM FOR CONTROLLING RECEIVING AUTOMATIC GAIN

(57) **Abstract:**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To obtain the same highest control loop response speed regardless of a changing direction of an input signal level by limiting an amplitude of a control residual and updating a gain based on a limited amplitude value.

**SOLUTION:** An amplitude limit means 12 limits the amplitude of the control residual signal that is outputted from a control residual detection means 7. When the amplitude is limited at  $\pm \delta$  ( $\delta > 0$ ) dB, for example, the means 12 offers by arithmetic operations the gain updating value of the fixed amplitude for a comparatively large control residual outside ( $\pm \delta$  dB or more) a range ( $-\delta$  to  $+\delta$  dB) and also offers the variable gain updating value as a comparatively small control residual of a range ( $-\delta$  to  $+\delta$ ) that is decided as a function of the control residual value. The variable gain updating value is offered with a small control residual and accordingly the amplification gain is accurately controlled and the signal reception is improved. At the same time, the fixed gain updating value is offered for a large control residual and accordingly a sure response of an AGC system is secured.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 09.03.2000

[Date of sending the examiner's decision 15.01.2002  
of rejection]

[Kind of final disposal of application

other than the examiner's decision of  
rejection or application converted  
registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's  
decision of rejection]

[Date of requesting appeal against  
examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C) ; 1998, 2000 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (JP)

## (12)公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平10-84237

(43)公開日 平成10年(1998)3月31日

(51) Int. Cl. <sup>6</sup>	識別記号	序内整理番号	F I	技術表示箇所
H03G 3/20		H03G 3/20		A
	3/30		3/30	B
H04Q 7/38		H04B 7/26	109	B
H04J 13/00		H04J 13/00		A

審査請求 未請求 請求項の数24 O L (全15頁)

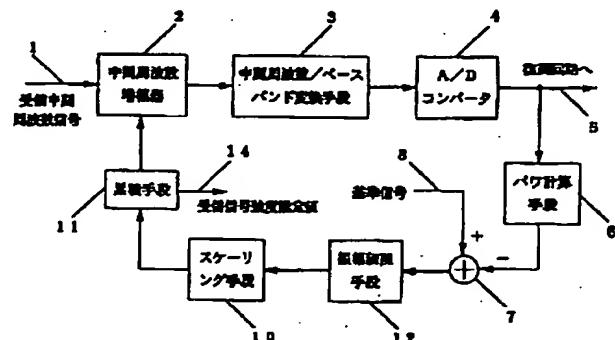
(21)出願番号	特願平9-144343	(71)出願人	000005821 松下電器産業株式会社 大阪府門真市大字門真1006番地
(22)出願日	平成9年(1997)6月2日	(72)発明者	中野 隆之 石川県金沢市彦三町二丁目1番45号 株式会社松下通信金沢研究所内
(31)優先権主張番号	08/657090	(74)代理人	弁理士 藏合 正博
(32)優先日	1996年6月3日		
(33)優先権主張国	米国(US)		

## (54)【発明の名称】受信自動利得制御方法及びシステム

## (57)【要約】

【課題】 入力信号レベルの変化の方向に関係なく同じ最大制御ループ応答速度を提供するような自動利得制御システムおよびその方法を提供すること。

【解決手段】 制御残差振幅制限回路12を含み比較的小さい制御残差値に対して精密な利得制御を提供し、同時に比較的大きな制御残差値について増幅安定性を維持するための制限利得更新値を提供する自動利得制御システムを開示する。制御残差のプラスまたはマイナスの符号にしたがって選択した係数で制御残差をスケーリングして信号パワーの増加と減少で同じとなる最大制御ループ応答速度を提供する自動利得制御システムを開示する。それぞれ制御残差の振幅を制限しプラスまたはマイナスのどちらかの制御残差に基づいて選択した係数で制御残差をスケーリングすることによりさらに正確で対称性のある增幅利得制御の改善を提供する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 利得更新値を生成して自動利得制御システムの利得を制御するための方法であって、制御残差信号を生成するステップと、前記制御残差信号を振幅制限して振幅制限御信号を生成するステップと、前記振幅制限御信号をスケーリングして前記利得更新値を生成するステップと、を含むことを特徴とする受信自動利得制御方法。

【請求項 2】 前記スケーリングのステップは前記振幅制限御信号の固定スケーリングを提供することを特徴とする請求項 1 に記載の受信自動利得制御方法。

【請求項 3】 前記スケーリングのステップは前記制御残差信号の符号にしたがって前記振幅制限御信号の可変スケーリングを提供することを特徴とする請求項 1 に記載の受信自動利得制御方法。

【請求項 4】 利得更新値を生成して自動利得制御システムの利得を制御するための方法であって、前記自動利得制御システムの信号入力の検出パワーに対して線形の制御残差信号を生成するステップと、前記制御残差信号を対数残差信号に変換するステップと、前記対数残差信号を可変スケーリングして前記利得更新値を生成するステップと、を含むことを特徴とする受信自動利得制御方法。

【請求項 5】 利得更新値を生成して自動利得制御システムを制御するための方法であって、前記自動利得制御システムへの信号入力の検出パワーに対して対数の制御残差信号を生成するステップと、前記対数残差信号を可変スケーリングして前記利得更新値を生成するステップと、を含むことを特徴とする方法。

【請求項 6】 生成した利得更新値に応答する自動利得制御システムであって、制御残差信号を提供するための制御残差検出手段と、前記制御残差検出手段に接続されて前記利得更新値を生成する前に前記制御残差信号の振幅制限を行なうための振幅制限手段と、を含むことを特徴とする受信自動利得制御システム。

【請求項 7】 前記振幅制限手段に接続されてここからの出力をスケーリングし前記利得更新値を生成するためのスケーリング手段をさらに含むことを特徴とする請求項 6 に記載の受信自動利得制御システム。

【請求項 8】 前記スケーリング手段は固定スケーリング係数を提供することを特徴とする請求項 7 に記載の受信自動利得制御システム。

【請求項 9】 前記スケーリング手段は前記制御残差信号の符号によって変化する値を有する可変スケーリング係数を提供することを特徴とする請求項 7 に記載の受信自動利得制御システム。

10 【請求項 10】 前記振幅制限手段は前記制御残差信号が所定の大きさ範囲内にある場合に大きさが可変の出力、また前記制御残差信号が前記所定の範囲を越える場合に一定の大きさの出力を提供することを特徴とする請求項 6 に記載の受信自動利得制御システム。

【請求項 11】 前記制御残差信号は前記自動利得制御システムへの信号入力の計算パワーに対して線形であることを特徴とする請求項 7 に記載の受信自動利得制御システム。

10 【請求項 12】 生成した利得更新値に応答する自動利得制御システムであって、制御残差信号を提供するための制御残差検出手段と、前記制御残差検出手段に接続されて前記制御残差信号の符号にしたがって前記制御残差信号を可変スケーリングし前記利得更新値を生成するための可変スケーリング手段と、

を含むことを特徴とする受信自動利得制御システム。

【請求項 13】 前記制御残差検出手段の入力に接続した線形／対数コンバータをさらに含むことを特徴とする請求項 12 に記載の受信自動利得制御システム。

【請求項 14】 前記制御残差検出手段と前記可変スケーリング手段の間に接続された線形／対数コンバータをさらに含むことを特徴とする請求項 12 に記載の受信自動利得制御システム。

【請求項 15】 入力される利得制御値にしたがって通信信号を受信し增幅するための可変利得増幅器と、前記増幅通信信号をデジタル方式に変換するためのアナログ－デジタル・コンバータ手段と、前記デジタル変換通信信号のパワーを計算するためのパワー計算手段と、前記計算パワーの所定の基準からの偏差を表わす制御残差信号を生成するための制御残差検出手段と、前記制御残差信号に応答して、前記制御残差信号の符号によって変化するスケーリング係数で前記制御残差信号をスケーリングして利得更新値を提供し、前記利得更新値を用いて前記可変利得増幅器への前記利得制御値入力を調整するための処理手段と、を含むことを特徴とする受信自動利得制御システム。

【請求項 16】 前記処理手段は固定スケーリング係数で前記制御残差信号をスケーリングすることを特徴とする請求項 15 に記載の受信自動利得制御システム。

【請求項 17】 前記処理手段は可変スケーリング係数で前記制御残差信号を可変スケーリングすることを特徴とする請求項 15 に記載の受信自動利得制御システム。

【請求項 18】 前記処理手段は前記制御残差信号を振幅制限するための振幅制限手段をさらに含むことを特徴とする請求項 15 に記載の受信自動利得制御システム。

【請求項 19】 前記振幅制限手段は、前記制御残差信号が所定の大きさ範囲内にある時に大きさ可変の値を、50 また前記制御残差信号が前記所定の範囲を越える場合に

一定の大きさの値を提供することを特徴とする請求項 16 に記載の受信自動利得制御システム。

【請求項 20】 前記処理手段は可変スケーリング係数で前記制御残差信号をスケーリングすることを特徴とする請求項 19 に記載の受信自動利得制御システム。

【請求項 21】 受信した中間周波数信号を増幅する中間周波数増幅器と、中間周波数信号をベースバンド信号に変換する中間周波数／ベースバンド変換手段と、前記ベースバンド信号に対してアナログ／デジタル変換を行なう A／D 変換手段と、A／D 変換手段の出力信号の電力を求めるパワー計算手段と、基準信号から前記パワー計算手段の結果を差し引く制御残差検出手段と、検出された制御残差の振幅を制限する振幅制限手段と、振幅制限された信号を係数倍するスケーリング手段と、スケーリング手段の出力信号を累積し、前記中間周波数増幅器における利得を生成する累積手段とを有する受信自動利得制御システム。

【請求項 22】 受信した中間周波数信号を増幅する中間周波数増幅器と、中間周波数信号をベースバンド信号に変換する中間周波数／ベースバンド変換手段と、前記ベースバンド信号に対してアナログ／デジタル変換を行なう A／D 変換手段と、A／D 変換手段の出力信号の電力を求めるパワー計算手段と、基準信号から前記パワー計算手段の結果を差し引く制御残差検出手段と、検出された制御残差を対数の領域に変換する線形／対数変換手段と、制御残差の符号に基づいて前記線形／対数変換手段の出力信号を係数倍する際の係数を選択し、乗算する可変スケーリング手段と、可変スケーリング手段の出力信号を累積し、前記中間周波数増幅器における利得を生成する累積手段とを有する受信自動利得制御システム。

【請求項 23】 受信した中間周波数信号を増幅する中間周波数増幅器と、中間周波数信号をベースバンド信号に変換する中間周波数／ベースバンド変換手段と、前記ベースバンド信号に対してアナログ／デジタル変換を行なう A／D 変換手段と、A／D 変換手段の出力信号の電力を求めるパワー計算手段と、求められた電力を対数の領域に変換する線形／対数変換手段と、基準信号から前記線形／対数変換手段の結果を差し引く制御残差検出手段と、検出された制御残差を制御残差の符号に基づいて前記線形／対数変換手段の出力信号を係数倍する際の係数を選択し、乗算する可変スケーリング手段と、可変スケーリング手段の出力信号を累積し、前記中間周波数増幅器における利得を生成する累積手段とを有する受信自動利得制御システム。

【請求項 24】 受信した中間周波数信号を増幅する中間周波数増幅器と、中間周波数信号をベースバンド信号に変換する中間周波数／ベースバンド変換手段と、前記ベースバンド信号に対してアナログ／デジタル変換を行なう A／D 変換手段と、A／D 変換手段の出力信号の

電力を求めるパワー計算手段と、基準信号から前記パワー計算手段の結果を差し引く制御残差検出手段と、検出された制御残差の振幅を制限する振幅制限手段と、制御残差の符号に基づいて前記振幅制限手段の出力信号を係数倍する際の係数を選択し、乗算する可変スケーリング手段と、可変スケーリング手段の出力信号を累積し、前記中間周波数増幅器における利得を生成する累積手段とを有する受信自動利得制御システム。

【発明の詳細な説明】

10 【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は通信システム用の自動利得制御システムおよびその方法に関し、さらに詳しくは、移動体通信システムの受信器において使用する自動利得制御回路に関する。

【0002】

【従来の技術】 移動体通信システムは加入者容量の増大と信号品質改善の連続的要件に直面している。しかし信号品質の改善は送信出力増大を必要とする傾向にあり、一般に加入者容量とひきかえになる。前述の要件の双方を満たす助けとなるような改善が本明細書において開示される。

【0003】 最近、符号分割多重アクセス (CDMA) 規格が特に北米で、移動体通信システムで使用できるよう認められた。CDMA 規格に準拠して製造したシステムは、検出される入力信号レベルの大きな変動があつてもアナログからデジタルへ受信信号の十分な変換ができるように受信信号レベル制御を提供する自動利得制御 (AGC) 回路が必要である。受信信号レベルに対する制御の改善を提供するような AGC システムが本明細書で開示される。

【0004】 陸上の移動通信受信器では、任意の場所で検出される入力信号が複数のマルチバス成分を含む。マルチバス成分は電波の反射、拡散、屈折による複数経路に沿った信号の伝送に由来する。送信信号のマルチバス成分が互いに同相の場合には相乗的干渉が発生し受信信号の増強（電界強度の増大）が起こる。しかし信号のマルチバス成分が位相的に互いに対向する場合、相殺的干渉が起こって打ち消し合い、しばしば急激に、受信信号の振幅を減少させる。

40 【0005】 移動体通信受信機がマルチバス伝送環境で場所を移動する場合、電界強度がしばしば 1 枝またはそれ以上に変化する。このような電磁場の変化はレイリーフェージングと呼ばれる。レイリーフェージングは信号振幅および位相変化の包絡線変動（エンベロープ変動）を発生する。信号振幅の包絡線の変動はレイリー分布にしたがうが、位相変動は均一な分布にしたがう。

【0006】 CDMA 規格にしたがって動作する既存の移動体通信システムでは、送信電力制御として周知の技術を用いて基地局に対して動作している距離変化に起因する移動体通信送信機から受信した信号の強度の変化を

補償して来た。送信電力制御技術の説明は米国特許第5,056,109号に見ることができる。上記米国特許は「開ループ送信電力制御」として知られる特定の技術を説明しており、各々の移動機は検出した入力信号の受信信号強度を決定することにより基地局から送信された信号電力の損失を推定する。このシステムでは、移動機は受信信号推定強度を用いて受信側で基地局の推定信号対雑音比を提供するように送信電力レベルを選択する。

【0007】たとえば上記米国特許において説明されているような送信電力制御技術は、レイリーフェージングに起因する減少とは明らかに別の起原と作用とを有する現象である平均送信損失だけを補償することができる。平均送信損失は主として基地局と移動機との間の距離の関数であり、この影響は時間的にゆっくり変化する。送信出力制御技術は、受信入力レベルの急激な大変動が発生する現象であるレイリーフェージングを補償することを意図した、または補償できるものではない。

【0008】前述のように、送信出力制御を使用する移動体通信システムは移動機の自動利得制御（以下、「A/GC」という）回路で決定される推定受信信号強度にあわせて送信出力を変化させる。その結果、A/GC回路の応答性と精度が送信出力セッティングに、また原理的に、送信制御が正確である程度多くの加入者グループで信号受信を改善して用いることができるため移動体通信システム全体の性能に大きく影響を及ぼす。移動体通信システムでの合計送信損失は距離と干渉たとえばレイリーフェージングの組合せ効果のため80デシベルまたはそれ以上に達することがあり、また急激に大きな振幅変動が起こることがあり、迅速に応答しこのような条件下でも安定動作するA/GC回路が必須とされる。

【0009】従来技術の受信システムのA/GC回路について図9を参照して説明する。図9において、参照番号1は受信中間周波数信号、2は中間周波数増幅器、3は中間周波数の信号をベースバンド信号に変換する中間周波数/ベースバンド変換手段、4はA/D（アナログ/デジタル）コンバータ、5はデジタル復調回路部へ送られるデジタル信号、6はデジタル信号5のパワーを計算するパワー計算手段、7は利得制御の残差を求める制御残差検出手段、8は制御残差検出手段7において残差を求める際に基準となる基準信号、9は残差検出手段7で検出した残差を対数の領域に変換する線形/対数変換手段、10は線形/対数変換手段で変換された残差を係数倍するスケーリング手段、11はスケーリング手段の出力信号を累積し、中間周波数増幅器2における利得値を出力する累積手段である。

【0010】図9に示す回路構成の受信自動利得制御システムでは、中間周波数増幅器2を用いて、検出した受信中間周波数信号1を増幅する。中間周波数/ベースバンド変換手段3を用いて、増幅した中間周波数信号をベ

ースバンドへダウンコンバートする。A/Dコンバータ4はアナログ信号であるベースバンド信号をデジタル信号5に変換する。デジタル信号5はA/GC回路からデジタル復調回路部（図示していない）およびパワー計算手段6へ送られるデジタル信号である。

【0011】パワー計算手段6はデジタル信号5のパワーを計算する。制御残差検出手段7は計算した信号パワーを基準信号8から減算して制御残差信号を提供する。線形/対数変換手段9は制御残差信号を対数スケールへ変換するために使用する。既存のシステムでは、線形/対数変換手段9は（ローカル記憶の補助で）テーブル参照と値の置き換えによって実施される。対数スケールのゼロdB付近の領域では対数スケール値がこれらの領域でマイナスの無限に向かう傾向にあるためゼロを定数値に置き換える。

【0012】スケーリング手段10は対数スケール制御残差信号にスケーリング係数をかけて累積手段11へ利得更新値を出力するために使用する。累積手段11は直前の利得制御値に利得更新値を加えて更新した利得制御値を中間周波数増幅器2へ提供するために使用する。累積手段11はまた、利得制御値を、たとえば送信出力制御に使用される受信信号強度推定値（RSSI）14へ変換するためにも使用する。

【0013】図9の従来技術のA/GC回路はA/Dコンバータ4へのベースバンド信号入力レベルが一定に維持されるように中間周波数増幅器2の利得を制御するように動作する。A/Dコンバータ4の入力での信号レベルに対する制御はデジタル信号5についての演算で行なわれる。第1に、デジタル信号5のパワーがパワー計算手段6で計算される。計算したパワーは制御残差検出手段7で基準信号8から減算されて制御残差信号を提供する。

【0014】中間周波数増幅器2の利得は累積手段11が提供する利得制御値に対して指數関数的に変化するため、線形領域の信号である制御残差信号は線形/対数変換手段9で対数領域の信号、すなわち対数スケールに変換されて線形フィードバック制御を行なう。対数スケール制御残差信号はスケーリング手段10でスケーリング係数と掛け合せることによりスケーリングされてから累積手段11への利得更新値として提供される。A/GC回路で使用するスケーリング係数はA/GC回路の制御ループ応答速度を決定する。つまり、スケーリング係数が大きい程利得更新値が大きくなり、これが速い制御ループ応答を提供する。スケーリング係数が小さいと、得られる利得更新値は小さく、遅い制御ループ応答を提供する。スケーリングの後、累積手段11は直前の制御サイクルで用いた利得制御値へ利得更新値を加算して現在のサイクルでの利得制御値を決定する。利得制御値と中間周波数増幅器2の利得 $G$ との間の関係は次式によって与えられる：

7

$$g = G \exp [-\alpha v]$$

ここで  $G$  と  $\alpha$  は正の値を有する定数である。A/G/C 回路の全体としての入出力利得は、入力信号 1 (中間周波数

$$y = g x$$

(中間周波数/ベースバンド変換手段 3 の利得が 1 であると仮定する)。A/D コンバータ 4 への入力信号レベ

$$20 \log x = 20 \log (y/G)$$

【0015】上記の式 (1) から明らかなように、制御ループ応答速度は受信 A/G/C 回路の演算により作成された利得更新値の指数関数である。したがって、利得更新値が大きい程他界制御ループ応答速度が得られ、一方で利得更新値が小さい程低い制御ループ応答速度が得られる。図 9 の従来技術の回路例では、A/D コンバータ 4

$$V / (M-1) \leq p \leq V$$

つまり、図 9 の従来技術の回路では、基準信号 8 が R であると仮定しスケーリング手段 10 で使用する係数が K

$$K \operatorname{sign}[R-p] \log(|R-p|) \quad \dots \dots (5)$$

ここで  $\operatorname{sign}[-]$  は以下の関数を表わす

$$\operatorname{sign}[x] = +1 \quad (x \geq 0 \text{ に対して})$$

$$\operatorname{sign}[x] = -1 \quad (x \leq 0 \text{ に対して})$$

【0016】上記の式から、最大制御ループ応答速度はスケーリング係数 K の関数であることが判り、これは信号パワー p が A/D コンバータ 4 の範囲に制限され、また基準値 R が固定されているためである。ここで説明している従来技術の A/G/C 回路と以下で説明する回路では、最大制御ループ応答速度をセットするためにひとつのスケーリング係数 K を用いている。精密な利得制御と低い制御ループ応答速度が望まれるシステムでは小さいスケーリング係数を使用し、大きな信号パワー変動を高速で補償するために高い制御ループ応答速度が望まれるシステムでは大きなスケーリング係数を使用する。

【0017】A/G/C が低い制御ループ応答速度を有する場合、A/G/C 回路は小さな信号パワー変動に良好な補償を提供するが、大きな信号パワー変動への応答は (たとえばレイリーフェーミングに起因するような)、適当な利得値に達するまでに時間がかかりすぎるためうまく実行されない。他方で、A/G/C 回路が高い制御ループ応答速度を有する場合、A/G/C 回路は大きな信号パワー変動を十分に補償するが、小さな信号パワー変動では增幅利得に対しても精密な制御を提供しない。

【0018】図 10 はパワー計算手段で決定され、基準値の比として表わされた dB 単位でプロットした ( $10 \log(p/R)$ ) 信号パワーとスケーリング手段 10 の出力での利得更新値との間の入出力の関連性を表わす。図 10 に図示した値は以下の特定パラメータのセッティングで得られる：

$$V = 5.0, R = 2.5, K = 1.0, N = 4 (M = 1.6)$$

8

.... (1)

信号) のレベルを x とし A/D コンバータ入力信号 4a のレベルを y と仮定すると次の関係がある：

.... (2)

ルは一定レベルに制御されているので、受信信号強度推定値 14 の dB 数は次式で与えられる：

$$20 \log x = 20 \log(y/G) + 20 \alpha v \log e (dB)$$

.... (3)

は  $-V$  と  $+V$  の間のダイナミックレンジを有し、量子化 10 ステップ数 M は、

$$M = 2$$

となるようにビット N で決定される。その結果として、パワー計算手段 6 から出力される計算信号パワー p は以下の範囲の値を有する：

.... (4)

であると仮定すると、利得更新値は以下の式で決定される：

$$K \operatorname{sign}[R-p] \log(|R-p|) \quad \dots \dots (5)$$

.... (6)

【0019】図 10 を調べることで理解されるように、信号パワーの増加で得られる (即ち 0 dB から +10 dB) 利得更新値の範囲 (0 から -1.3) は信号パワーの減少で得られる (即ち 0 dB から -1.4 dB) 利得更新値の範囲 (0 から +0.4) とは異なっている。信号パワーのプラスとマイナスの変化での信号更新値の大きさ範囲の差は非対称制御ループ応答として表わすことができる。

【0020】従来技術の A/G/C 回路の例はまた信号パワー範囲 -2 dB から +2 dB で一定のゼロ利得更新値が得られる。既に説明したように、この結果はゼロ付近の小さな制御残差値での実際の対数値の変わりに定数ゼロを減算することによる。従来技術の A/G/C 回路で行なっているようなゼロ値減算によって入力信号レベルの小さな変化では增幅利得が変化しないことになり、增幅利得に対する精密制御が行なわれなくなる。

【0021】図 11 は従来技術の受信 A/G/C 回路の第 2 の例を示す略ブロック図である。図 11 では、参照番号 1 から参照番号 11 と参照番号 14 は図 9 に示したのと同じ要素を表わしている。しかし図 11 では、線形/対数変換手段 9 がパワー計算手段 6 の信号パワー出力を対数スケールに変換した後で基準信号 8 から減算して制御残差信号を得るような回路構成が図示してある。また、基準信号 8 が対数領域の値であることが上記従来例 1 と異なる。

【0022】図 11 を参照すると、基準信号 8 は  $10 \log R$  にセットされ、スケーリング手段 10 の出力での利得更新値は信号パワー出力 p に対して以下の関係を有す

る：

$$\text{利得更新値} = K \log (R/p) \quad (7)$$

【0023】図12は図11に図示した従来技術のAGC回路例でパワー計算手段6の信号パワー出力と利得更新値の間の関係を示す。図12において、図示した値は以下の特定のセッティングで得られたものである：

$$V = 5.0, R = 2.5, K = 1.0, N = 4 \quad (M = 1.6)$$

【0024】図12の検証から理解されるように、従来技術のAGC回路の動作によって、信号レベルの減少と増加で各々最大および最小利得更新値 +1.4 および -1.0 が得られる。最大と最小の利得更新値の大きさが異なって（即ち絶対値で表すと、一方が 1.4 に対して他方が 1.0 の大きさである）おり、最大制御ループ応答速度は信号レベルが増加したかまたは減少したかによって異なることがわかる。

【0025】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記の従来の受信自動利得制御システムにおいては、受信信号のレベルは上がった場合と、下がった場合とでは応答速度が異なるため、その結果、信号パワー変動の時点でAGC回路から提供される受信信号強度推定値の精度は変化することがある。受信信号強度の不正確な推定によって、移動機からは過剰なまたは不十分な送信パワーが放射されるようになる。これはさらにシステム性能の低下を招き、加入者容量を制限するおよび／または受信品質を低下させる。

【0026】また、受信信号レベルの急激な増減に対して安定に動作させるために制御ループの応答速度を遅く（スケーリング手段10における係数を小さく）した場合、制御残差が大きくなるため、受信品質の劣化を招く。

【0027】本発明は上記従来の問題点を解決するもので、その目的は、比較的大きな入力信号レベル変化で一定の制御ループ応答速度を提供し、比較的小さな入力信号レベルの変化では高い制御ループ応答速度を提供するような自動利得制御システムおよびその方法を提供することである。

【0028】本発明の別の目的は、入力信号レベルの変化の方向に関係なく同じ最大制御ループ応答速度を提供するような自動利得制御システムおよびその方法を提供することである。

【0029】本発明のさらに別の目的は、既存のシステムより小さな制御残差値で動作して送信の受信信号強度のより一層正確な推定を行なうことが可能な受信自動利得制御システムおよびその方法を提供することである。

【0030】

【課題を解決するための手段】上記およびその他の目的は本発明の自動利得制御（AGC）システムおよびその方法によって提供される。本発明のAGCシステムの一

態様は従来技術のAGC回路で使用されている線形／対数変換手段を制御残差振幅制限手段に置き換えて実現される。このような構成により比較的大きな制御残差について一定の制御ループ応答速度が得られ、また比較的小さな制御残差では大きな可変制御ループ応答速度が得られる。そして上記の構成により、制御残差を小さく且つ安定に動作させることができ、受信品質の向上を図ることができる。

【0031】本発明の別の態様においては、プラスとマイナスの制御残差値に対してAGC回路の非対称制御ループ応答を減少するようなAGCシステムおよびその方法が提供される。本発明のこの態様のAGCシステムは、制御残差のプラスまたはマイナスの符号に基づいて異なる係数を選択して制御残差信号をスケーリングする可変スケーリング手段を含むことによりこれらの利点を提供する。

【0032】さらにまた、本発明は既存のシステムが現在動作しているよりも小さな制御残差値でさらに頻繁に動作する。これらの構成により、自動利得制御システムの動作安定性を増加させ、增幅利得に対してさらに正確な制御を提供する。さらに、本発明はプラスとマイナスの信号レベル変化に対する非対称制御ループ応答を減少して、受信品質の改善、および受信信号強度を推定するに当たって精度を高めることができる。

【0033】

【発明の実施の形態】図1は本発明にしたがって構成した受信自動利得制御（AGC）システムの第1の実施の形態の概略ブロック図である。図1において、参照番号1は受信中間周波数信号、2は中間周波数增幅器、3は中間周波数の信号をベースバンド信号に変換する中間周波数／ベースバンド変換手段、4はA/D（アナログ／デジタル）コンバータ、5はデジタル復調回路部へ送られるデジタル信号、6はデジタル信号5のパワーを計算するパワー計算手段、7は利得制御の残差を求める制御残差検出手段、8は制御残差検出手段7において残差を求める際に基準となる基準信号、10は線形／対数変換手段で変換された残差を係数倍するスケーリング手段、11はスケーリング手段の出力信号を累積し、中間周波数增幅器2における利得値を出力する累積手段である。14は累積手段11によって変換出力され、たとえば送信出力制御に使用される受信信号強度推定値（RSSI）である。また、12は制御残差信号の振幅を所定範囲内に制限するために使用する振幅制限手段である。

【0034】図1に図示してあるように、本発明のAGCシステムは制御残差信号の振幅を所定範囲内に制限するためには振幅制限手段12を含む。振幅制限手段12は幾つかの周知の方法のいずれかで実現できる。たとえば、（1）クリッパ回路によるもの、（2）2つの記憶してある閾値と入力信号を比較してこれに基づい

た値を減算する回路、または(3)テーブル参照回路、などである。

【0035】振幅制限手段12はたとえばデジタル信号プロセッサ(DSP)にみられるような、ハードウェアとして配線組み立てされた論理回路、またはマイクロコードまたはソフトコード素子によって実現することができる。

【0036】このような回路の構造の詳細は周知であるから、本明細書ではこれ以上詳細に説明するのを省略する。

【0037】本発明の第1の実施の形態に係る受信自動

$$\begin{aligned} f(R-p) &= R(1-10) & (10 \log(p/R) \geq \delta \text{ の場合}) \\ f(R-p) &= R-p & (\delta > 10 \log(p/R) > -\delta \text{ の場合}) \\ f(R-p) &= R(1-10) & (10 \log(p/R) \leq -\delta \text{ の場合}) \\ & \dots \dots \quad (8) \end{aligned}$$

振幅制限およびその他の上記で説明した動作によって、受信AGCシステム(中間周波数増幅器2)は以下に示

$$\begin{aligned} f(R-p) &= KR(1-10) & (10 \log(p/R) \geq \delta \text{ の場合}) \\ f(R-p) &= K(R-p) & (\delta > 10 \log(p/R) > -\delta \text{ の場合}) \\ f(R-p) &= KR(1-10) & (10 \log(p/R) \leq -\delta \text{ の場合}) \\ & \dots \dots \quad (9) \end{aligned}$$

【0038】図2に図示してある数値利得更新値のプロットは以下のような特定のパラメータセッティングで得られたものである：

$V=5.0$ 、 $R=2.5$ 、 $K=1.0$ 、 $N=4$  ( $M=16$ )、 $\delta=2.0$

【0039】図2から分かるように、本発明は範囲 $-\delta$ から $+\delta$ dBの外側(± $\delta$ dB以上)の比較的大きな制御残差について一定振幅の利得更新値を提供するように動作し、一方で制御残差の大きさの関数として決定される範囲 $-\delta$ から $+\delta$ の間の比較的小な制御残差として可変利得更新値を提供する。小さな制御残差で可変利得更新値を提供することにより、增幅利得はさらに正確に制御され、このため信号受信が改善される。同時に、大きな制御残差について一定の利得更新値を提供することにより、AGCシステムは効率的に応答し、さらにこのような条件下での安定性が向上する。

【0040】振幅制限手段12の実現方法としては、例えば、デジタル信号処理プロセッサ(DSP)等の演算装置を用いた場合、比較演算2回、代入演算1回程度であり、容易に実現が可能である。記憶装置には比較演算する際の2つの閾値のみを保存しておけばよい。

【0041】以上のように、制御残差の振幅を制限し、その制限した値に基づいて利得の更新を行なっていくことによって、制御残差を小さく且つ安定に動作させることができ、受信品質の向上を図ることができる。

【0042】図3は本発明による受信自動利得制御(AGC)システムの第2の実施の形態の構成を示す略ブロック図である。図3において、参照番号1から参照番号9、参照番号11および14は図1を参照して上記で説

利得制御システムの動作について説明する。振幅制限手段12以外では、本発明のAGCシステムの要素は上記で説明した従来技術のAGCシステムと同じように動作する。したがって、本発明の新規な特徴についてだけここで説明する。動作において、振幅制限手段12は制御残差検出手段7から出力される制御残差信号pの振幅を制限する。例えば、基準信号8の値 $R_{wo} 0$ dBとして考え、± $\delta$  ( $\delta > 0$ ) dBで振幅を制限する場合、振幅制限手段12は演算動作により以下に示すような関数f

10 にしたがって信号を出力する：

すような利得更新値を提供する：

明した従来技術のAGC回路の第1の例と同じ要素を表わす。図3において、参照番号13は制御残差の符号に基づいて係数を選択し、乗算する可変スケーリング手段である。この可変スケーリング手段13は制御残差の符号にしたがって選択したスケーリング係数で線形/対数変換手段9の対数スケール制御残差出力をスケーリングするために使用する。可変スケーリング手段13は、たとえば、制御残差のプラスまたはマイナス符号を決定し選択し記憶してある係数でその信号を乗算するために作成されたデジタル信号プロセッサ(DSP)等のハードウェアとして配線組み立てされた論理回路またはマイクロコードまたはソフトコード要素で実現することができる。可変スケーリング手段13の係数は以下のように選択する：

$R-p \leq 0$ では、係数K1を選択する

$R-p > 0$ では、係数K2を選択する

【0043】係数値K1とK2は信号レベルの増加または減少に続く所望の制御ループ応答速度(追従速度)にあわせて選択する。たとえば、A/Dコンバータ4のダイナミックレンジを越える信号レベルの増加と減少の両方に対して実質的に同じ制御ループ応答速度が所望される場合、係数K1とK2は図4に図示してあるような利得更新値を提供するように選択する。図4は制御残差信号と得られた利得更新値の間の入出力の関連性を示すグラフである。図4において、利得更新値は以下のような特定のパラメータセッティングで得られたものである：  
 $V=5.0$ 、 $R=2.5$ 、 $K1=1.0$ 、 $K2=3.5$   
 $N=4$  ( $M=16$ )  
50 図4を図10に図示した従来技術1のAGC回路動作の

グラフと比較することで理解されるように、本発明のシステムの動作は制御残差におけるプラスとマイナスの変動に対して制御ループ応答の差を減少しており、制御ループ応答の正負の変化に対する非対称性が改善されていることがわかる。これによって受信品質と通信システム全体の性能を改善している。

【0044】可変スケーリング手段13の実現方法としては、例えば、ディジタル信号処理プロセッサ(DSP)等の演算装置を用いた場合、正負判定の演算および乗算それぞれ1回程度であり、容易に実現が可能である。記憶装置には2つの係数を保存しておけばよい。

【0045】以上のように、制御残差の符号に基づいて可変スケーリング手段13における係数を選択することで、制御ループ応答の正負の変化に対する非対称性が補正された特性を有することができ、受信信号強度推定の精度の向上を図ることができる。

【0046】図5は本発明による本発明による受信自動利得制御システムの第3の実施の形態の構成を示す略ブロック図である。図5において、参照番号1から参照番号9と、参照番号11、13、14は図3を参照して上記で説明した本発明の第2の実施の形態と同じ要素を示す。本発明の第3の実施の形態の受信AGCシステムの要素は第2の実施の形態の要素と同じ動作を行なうが、線形/対数変換手段9を用いてパワー計算手段6の信号パワー出力に対して対数領域への変換を行なうことと、基準信号8が対数スケールで提供される点が異なる。

【0047】この実施の形態においては、上記の本発明の第2の実施の形態に関連して上記で説明したように、係数K1とK2に割り当てられた特定の値は信号レベルの増加と減少に続くAGCシステムの制御ループ応答速度を決定する。たとえば、A/Dコンバータ4のダイナミックレンジを越える信号レベルの増加と減少の両方に応答した同じ更新値を提供するような制御ループ応答が所望される場合、係数値K1とK2は図6に図示してあるような利得更新値を提供するように選択する。図6において、図示した値は以下の特定のパラメータセッティングで得られたものである：

$V = 5.0, R = 2.5, K1 = 1.0, K2 = 0.7$   
 $1, N = 4 (M = 16)$

【0048】図6の検証から理解されるように、本発明の第3の実施の形態の動作により、制御残差は制御残差の符号に基づいて選択したスケーリング係数によりスケーリングされる。その結果として、最大制御ループ応答速度はプラスとマイナスの制御残差について同じになる。

【0049】以上のように、制御残差の符号に基づいて可変スケーリング手段13における係数を選択することで、制御ループ応答の正負の変化に対する非対称性が補正された特性を有することができ、受信信号強度推定の精度の向上を図ることができる。

【0050】図7は本発明本発明による受信自動利得制御システムの第4の実施の形態の構成を示す略ブロック図である。図7において、参照番号1から参照番号8と、参照番号11、12、14は図1を参照して上記の第1の実施の形態で図示し説明したのと同じ要素を表わす。可変スケーリング手段13は本発明の第2或いは第3の実施の形態に関連してそれぞれの図を参照して説明したのと同じ構成を有し同じように動作する。

【0051】制御残差の符号にしたがって選択した係数で制御残差をスケーリングするための可変スケーリング手段を除いて、本発明の第4の実施の形態の動作は上記で説明した本発明の第1の実施の形態の動作と同じである。上記で説明したように、係数K1とK2に割り当てた値は信号レベルの増加と減少に応答して自動利得制御システムの制御ループ応答を決定する。たとえば、AGCシステムがA/Dコンバータ4のダイナミックレンジを越えるような信号レベルの急激な増加と減少の両方に同じ応答をするような制御ループ応答が所望の場合、係数値K1とK2は図8に図示してあるような利得更新値を提供するように選択する。図8において、値は以下のようない特定のパラメータセッティングで得られたものである：

$V = 5.0, R = 2.5, K1 = 1.0, K2 = 1.5$   
 $8, N = 4 (M = 16), \delta = 2.0$

【0052】図8の検証から分かるように、第4の実施の形態のAGCシステムはプラスとマイナスの制御残差の両方について同じ大きさ、即ち1.45を有する最大利得更新値を提供する。本実施の形態のAGCシステムは振幅制限御残差、および制御残差の符号にしたがってスケーリングされる利得更新値を提供するように動作する。その結果、比較的小な制御残差について急速な可変レート制御ループ応答を提供し、比較的大な制御残差について一定レートの制御ループ応答を提供するような利得更新値が発生する。その結果、信号受信および推定受信信号強度の精度が改善され、これによって移動体通信システムの全体的性能を改善する。

【0053】以上のように、制御残差の振幅を制限し、その制限した値に基づいて利得の更新を行なっていくことに加え、制御残差の符号に基づいて可変スケーリング手段13における係数を選択することで、制御残差を小さく且つ安定に動作させること、さらにループ応答の正負の変化に対する非対称性が補正された特性を有することができ、受信品質の向上ならびに受信信号強度推定の精度の向上を図ることができる。

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、制御残差の振幅を制限し、その制限した値に基づいて利得の更新を行なっていくことによって、制御残差を小さく且つ安定に動作させることができる。これにより、受信品質の向上を図ることができる。また、従来、線形/

対数変換に必要とされた変換テーブルが不要となり、記憶装置の容量を節約することができる。

【0055】さらに、本発明は、制御残差の符号に基づいて可変スケーリング手段における係数を選択することで、制御ループ応答の正負の変化に対する非対称性が補正された特性を有することができる、受信信号強度推定の精度が向上するという効果も得られる。

【0056】本発明について本発明の幾つかの好適実施の形態にしたがって本明細書で詳細に説明したが、当業者は以上の発明の態様に幾多の変更および改変を施すことができよう。したがって、本願特許請求の範囲に記載された発明の真の趣旨或いは発明の範囲には、これら全ての変更、改変を包含するものである。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施の形態に係る受信自動利得制御回路の構成を示す概略ブロック図

【図2】前記第1の実施の形態において信号出力に対して得られる利得更新値を示すグラフ図

【図3】本発明の第2の実施の形態に係る受信自動利得制御回路の構成を示す概略ブロック図

【図4】前記第2の実施の形態での信号出力に対して得られる利得更新値を示すグラフである。

【図5】本発明の第3の実施の形態に係る受信自動利得制御回路の構成を示す概略ブロック図

【図6】前記第3の実施の形態での信号出力に対して得られる利得更新値を示すグラフである。

【図7】本発明の第4の実施の形態に係る受信自動利得

制御回路の構成を示す概略ブロック図

【図8】前記第4の実施の形態での信号出力に対して得られる利得更新値を示すグラフである。

【図9】従来技術の自動利得制御回路の第1の例の略ブロック図

【図10】図9に図示した従来技術の自動利得制御回路での信号出力に対して得られる利得更新値を示すグラフ

【図11】従来技術の自動利得制御回路の第2の例の略ブロック図

【図12】図11に図示した従来技術の自動利得制御回路での信号出力に対して得られる利得更新値を示すグラフ

【符号の説明】

1 受信中間周波数信号、

2 中間周波数增幅器

3 中間周波数／ベースバンド変換手段

4 A／D（アナログ／デジタル）コンバータ

5 ディジタル信号

6 パワー計算手段

7 制御残差検出手段

8 基準信号

10 スケーリング手段

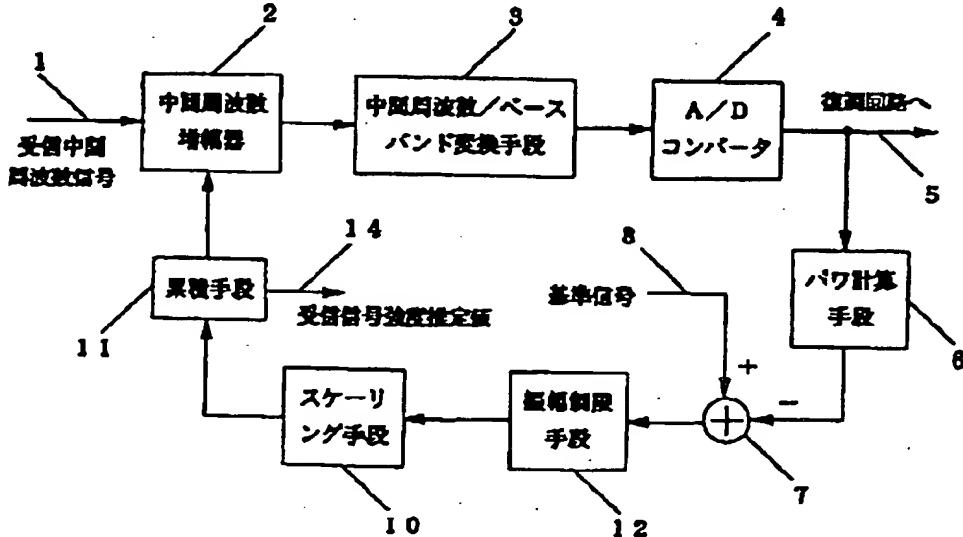
11 累積手段

12 振幅制限手段

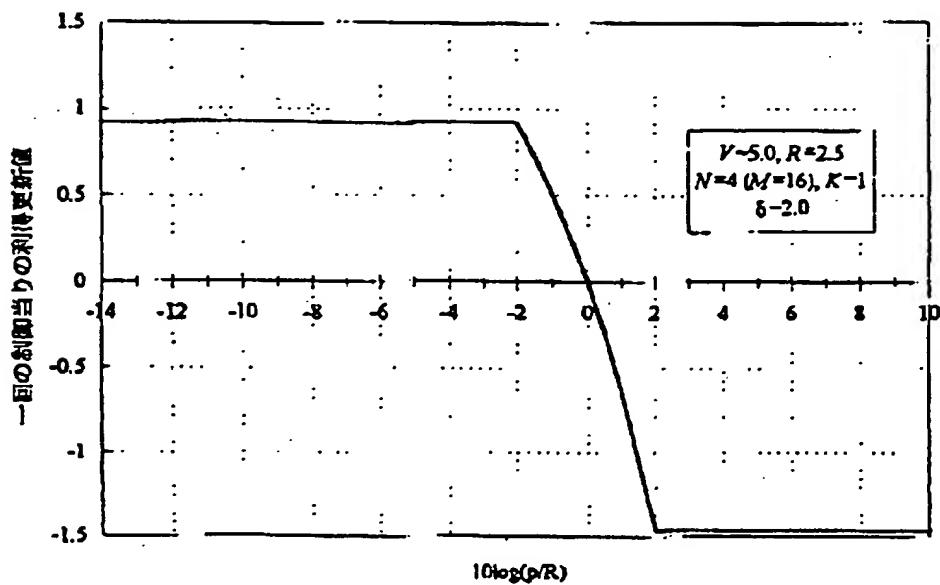
13 可変スケーリング手段

14 受信信号強度推定値 (RSSI)

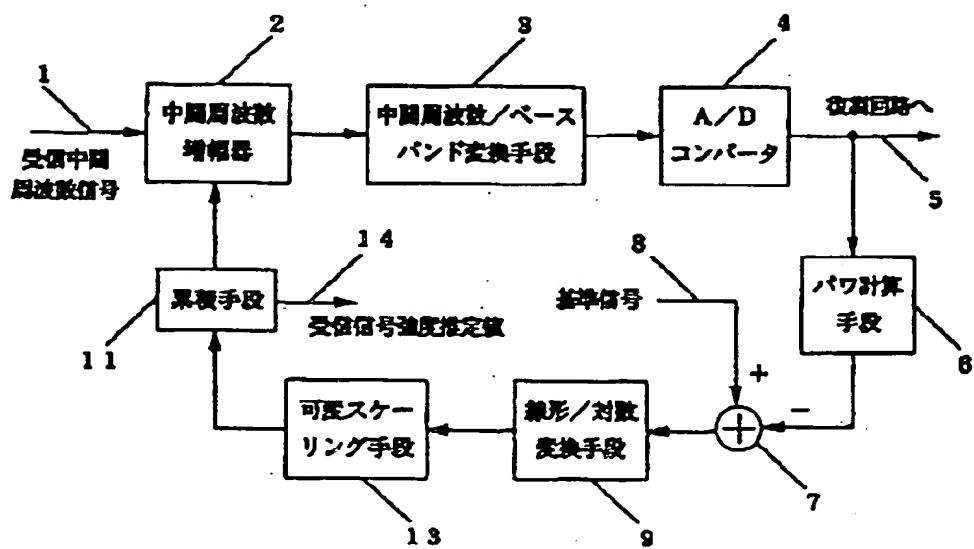
【図1】



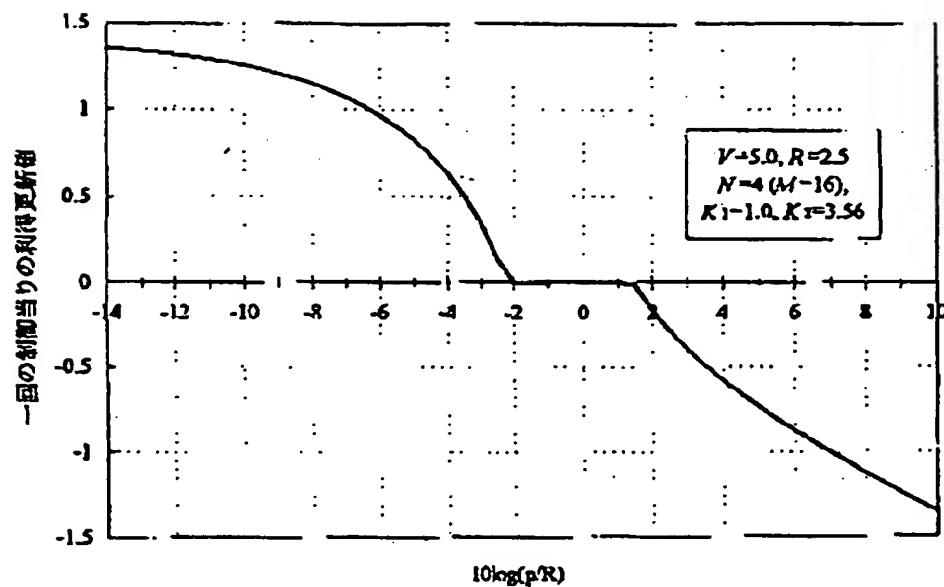
【図 2】



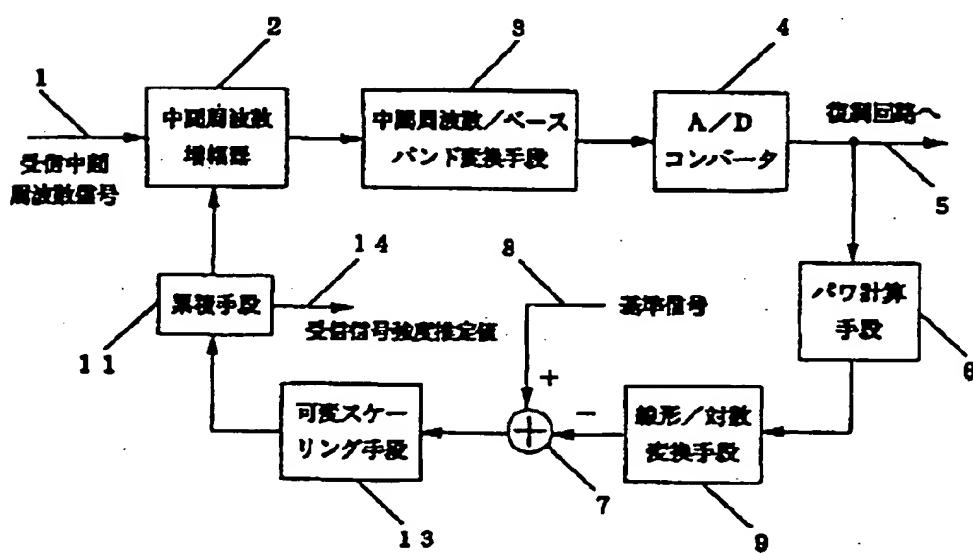
【図 3】



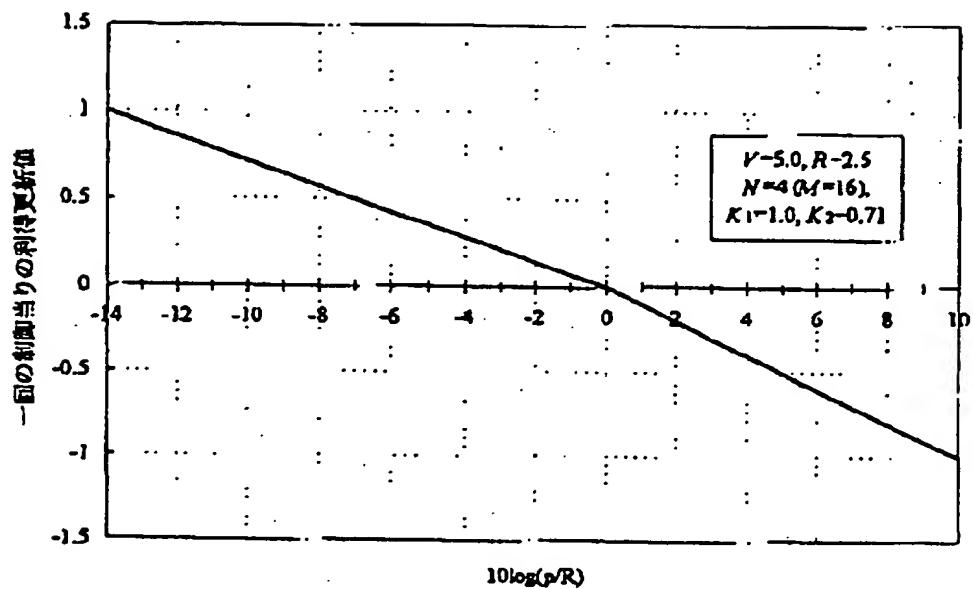
【図4】



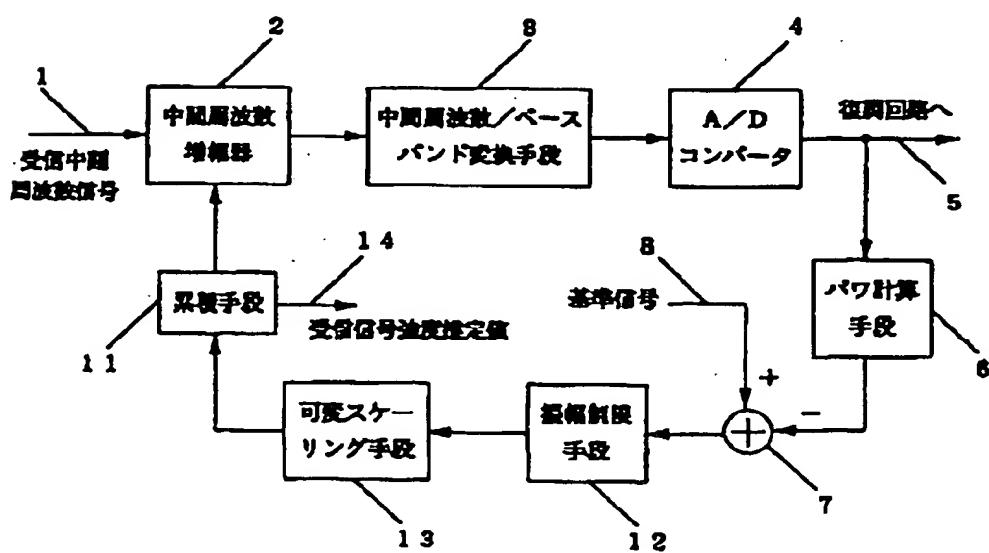
【図5】



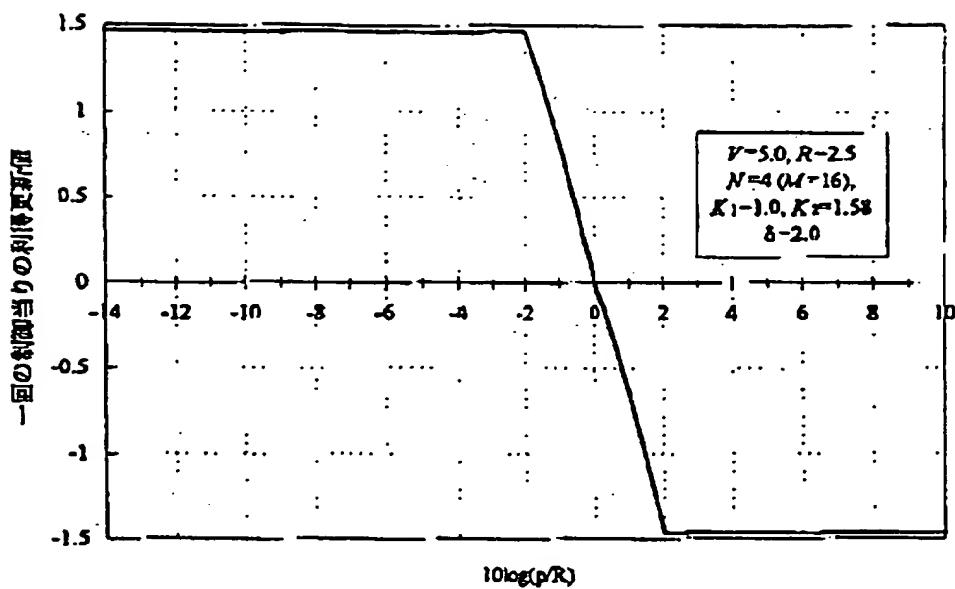
【図 6】



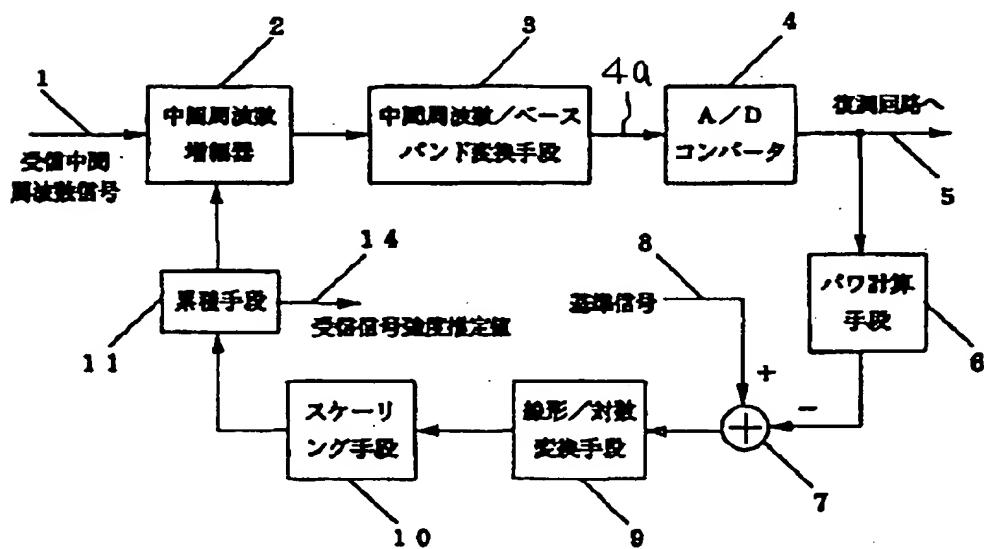
【図 7】



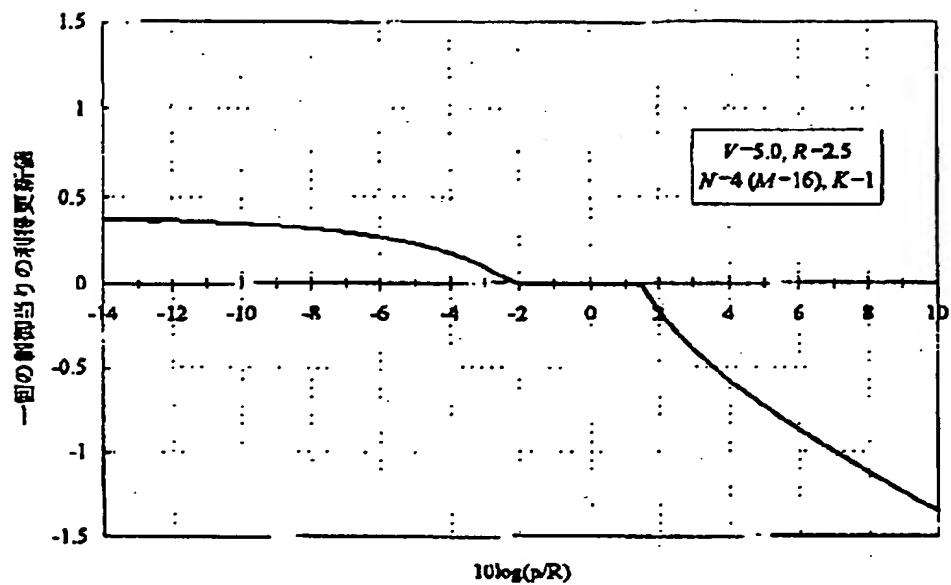
[図 8 ]



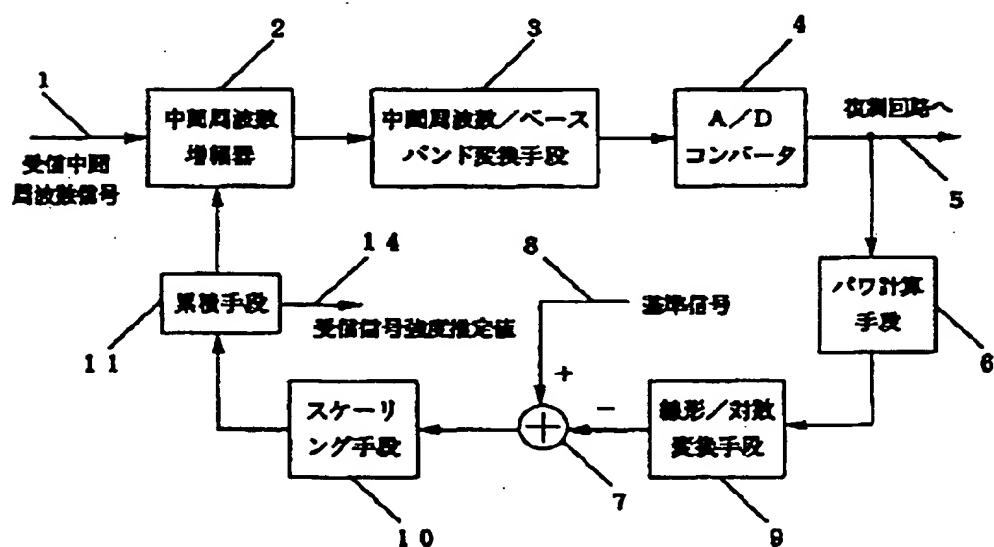
[図 9 ]



【図 10】



【図 11】



【図 12】

